

## HIGH FREQUENCY POWER AMPLIFIER CIRCUIT AND WIRELESS COMMUNICATION UNIT, AND WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

**Patent number:** JP2002151982  
**Publication date:** 2002-05-24  
**Inventor:** MATSUSHITA KOICHI; FURUYA TOMIO; ADACHI TETSUAKI; AKAMINE HITOSHI; MATSUDAIRA NOBUHIRO  
**Applicant:** HITACHI LTD;; HITACHI COMMUN SYST INC  
**Classification:**  
- international: H03G1/04; H03F3/24; H03F3/68; H03G1/02; H04B1/04  
- european:  
**Application number:** JP20000347853 20001115  
**Priority number(s):**

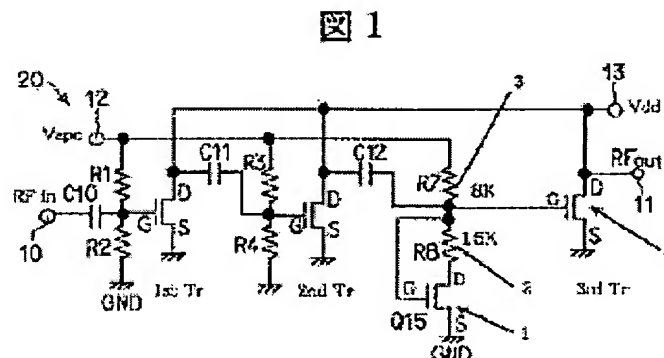
**Also published as:**

US 6605999 (B2)  
US 2002057131 (A1)

## Abstract of JP2002151982

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a wireless communication unit that controls power without using a power control signal from a base station.

**SOLUTION:** The wireless communication unit is provided with a transmission purpose high frequency power amplifier circuit, a detection means that detects the output of the high frequency power amplifier circuit, and an automatic output control circuit that uses information obtained by the detection means to control the output of the high frequency power amplifier circuit. The high frequency power amplifier circuit has an amplifier system having amplifier stages connected between an input terminal and an output terminal and a bias circuit that supplies a bias to transistors (TRs) of each amplifier stage. The bias circuit supplying the bias to the amplifier stages except a final amplifier stage consists of resistive components, supplies a division voltage formed by dividing a received power control signal by resistors to a control terminal of the amplifier stage where the bias voltage indicates a linear characteristic for a low power mode, and the bias circuit supplying the bias to the final amplifier stage is a circuit where the bias voltage indicates a nonlinear characteristic for a high power mode.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Patent Abstracts of Japan

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-151982

(P2002-151982A)

(43) 公開日 平成14年5月24日 (2002.5.24)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームコード*(参考)	
H 0 3 G	1/04	H 0 3 G	1/04	5 J 0 6 9
H 0 3 F	3/24	H 0 3 F	3/24	5 J 0 9 1
	3/68		3/68	Z 5 J 1 0 0
H 0 3 G	1/02	H 0 3 G	1/02	5 K 0 6 0
H 0 4 B	1/04	H 0 4 B	1/04	E
審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 15 頁)				

(21) 出願番号 特願2000-347853(P2000-347853)

(22) 出願日 平成12年11月15日 (2000.11.15)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71) 出願人 000233479

日立通信システム株式会社

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町180番地

(72) 発明者 松下 孔一

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町180番地 日

立通信システム株式会社内

(74) 代理人 100083552

弁理士 秋田 収喜

最終頁に続く

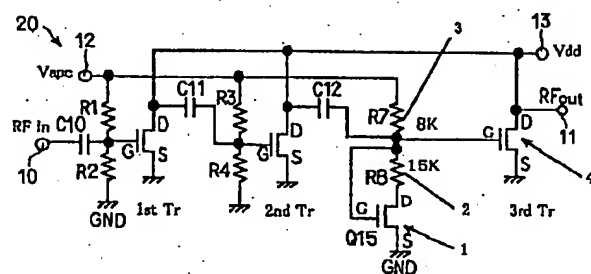
(54) 【発明の名称】 高周波電力増幅回路及び無線通信機並びに無線通信システム

(57) 【要約】

【課題】 基地局からのパワーコントロール信号を使用せずパワー制御する。

【解決手段】 送信用の高周波電力増幅回路と、高周波電力増幅回路の出力を検出する検出手段と、検出手段によって得た情報を用いて高周波電力増幅回路の出力を制御する自動出力制御回路とを有する無線通信機であって、高周波電力増幅回路は、入力端子と出力端子との間に接続された複数個の増幅段を有する増幅系と、各増幅段のトランジスタにバイアスを供給するバイアス回路とを有し、最終増幅段を除く増幅段にバイアスを供給するバイアス回路は、複数の抵抗素子で構成され、入力されるパワー制御信号を複数の抵抗により分圧して形成した分圧電圧を増幅段の制御端子に供給し、バイアス電圧がローパワーモード用の線形特性を示し、最終増幅段にバイアスを供給するバイアス回路はバイアス電圧がハイパワーモード用の非線形特性を示す回路を示すものとなる。

図 1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】 入力端子と、

出力端子と、

パワー制御信号を受けるコントロール端子と、

上記入力端子と上記出力端子との間に接続された複数個の増幅段を有する増幅系と、

上記コントロール端子に接続され、上記コントロール端子に供給されるパワー制御信号に対して非線形特性を示すバイアスを、上記複数個の増幅段のうち上記出力端子に結合されている第 1 増幅段に供給するバイアス回路を有する高周波電力増幅回路。

## 【請求項 2】 上記バイアス回路は、

上記パワー制御信号の絶対値電圧が所定の値より小さい領域では少なくとも一部で非線形特性を示し、

上記所定パワー制御信号の絶対値電圧が上記所定の値より大きい領域では線形特性を示すことを特徴とする請求項 1 に記載の高周波電力増幅回路。

## 【請求項 3】 上記バイアス回路は、

上記パワー制御信号における電圧を複数の抵抗素子により分圧比して形成した分圧電圧を上記第 1 増幅段の制御端子に供給する分圧回路と、

制御端子が上記分圧回路の分圧点に接続され、第 2 端子がグランドに接続され、第 1 端子が上記分圧点よりも電位が低くなる側に設けられた抵抗素子に接続される制御トランジスタを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の高周波電力増幅回路。

## 【請求項 4】 上記バイアス回路は、

上記パワー制御信号における電圧を分圧して形成した分圧電圧を上記第 1 増幅段の制御端子に供給する分圧回路と、

制御端子が上記分圧回路の分圧点に接続され、第 2 端子がグランドに接続され、第 1 端子が上記分圧点よりも電位が低くなる側に設けられた抵抗素子に接続される制御トランジスタと、

上記第 1 増幅段のトランジスタの制御端子にその制御端子が接続され、その第 1 端子からカレントセンス電圧を出力するカレントセンス用トランジスタを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の高周波電力増幅回路。

## 【請求項 5】 上記第 1 増幅段を除く増幅段のバイアス

は、複数の抵抗素子を有し、上記パワー制御信号における電圧を上記複数の抵抗素子による分圧で形成された分圧電圧であることを特徴とする請求項 1 に記載の高周波電力増幅回路。

【請求項 6】 上記増幅系が複数設けられていることを特徴とする請求項 1 に記載の高周波電力増幅回路。

## 【請求項 7】 送信用の高周波電力増幅回路と、

上記高周波電力増幅回路の出力を検出する検出手段と、  
上記検出手段によって得た情報を用いて上記高周波電力増幅回路の出力を制御する出力制御回路とを有し、  
上記高周波電力増幅回路は、

入力端子と、

出力端子と、

パワー制御信号を受けるコントロール端子と、

上記入力端子と上記出力端子との間に接続された複数個の増幅段を有する増幅系と、

上記コントロール端子に接続され、上記コントロール端子に供給されるパワー制御信号に対して非線形特性を示すバイアスを、上記複数個の増幅段のうち上記出力段に結合される第 1 増幅段に供給するバイアス回路を有することを特徴とする無線通信機。

【請求項 8】 上記検出手段は上記高周波電力増幅回路の出力を検出するカップラを有し、該カップラの出力信号が上記出力制御回路に供給されることを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信機。

【請求項 9】 上記検出手段は上記高周波電力増幅回路の上記第 1 増幅段に含まれるトランジスタの制御端子にその制御端子が接続されるカレントセンス用トランジスタを含み、該カレントセンス用トランジスタの出力電流は電圧変換されて上記出力制御回路に供給されることを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信機。

【請求項 10】 上記高周波電力増幅回路の上記バイアス回路は、

上記パワー制御信号の絶対値電圧が所定値よりも小さい領域では少なくとも一部で非線形特性を示し、

上記パワー制御信号の絶対値電圧が上記所定値よりも大きい領域では線形特性を示すことを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信機。

【請求項 11】 上記高周波電力増幅回路の上記バイアス回路は、

上記パワー制御信号における電圧を複数の抵抗素子により分圧して形成した分圧電圧を上記第 1 増幅段の制御端子に供給する分圧回路と、

その制御端子が上記分圧回路の分圧点に接続され、その第 2 端子がグランドに接続され、その第 1 端子が上記分圧点よりも電位が低くなる側に設けられた抵抗素子に接続される制御トランジスタを含むことを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信機。

【請求項 12】 上記高周波電力増幅回路の上記第 1 増幅段のバイアス回路は、

上記パワー制御信号における電圧を複数の抵抗素子により分圧して形成した分圧電圧を上記第 1 増幅段の制御端子に供給する分圧回路と、

その制御端子が上記分圧回路の分圧点に接続され、その第 2 端子がグランドに接続され、その第 1 端子が上記分圧点よりも電位が低くなる側に設けられた抵抗素子に接続される制御トランジスタと、

上記第 1 増幅段のトランジスタの制御端子にその制御端子が接続され、その第 1 端子からカレントセンス電流を出力するカレントセンス用トランジスタとを含むことを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信機。

【請求項 13】上記高周波電力増幅回路の上記第 1 増幅段を除く増幅段のバイアスは、複数の抵抗素子を含み、上記パワー制御信号における電圧を上記複数の抵抗素子により形成した分圧電圧であることを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信機。

【請求項 14】上記増幅系が複数設けられていることを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信機。

【請求項 15】基地局を介して無線通信機間で無線通信を行う無線通信システムであって、上記基地局は上記各無線通信機にパワーコントロール信号を送信する設備を持たず、上記各無線通信機は上記パワーコントロール信号によることなくパワーモードを制御するパワーモード制御手段を有していることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 16】上記無線通信機は送信用の高周波電力増幅回路と、

上記高周波電力増幅回路の出力を検出する検出手段と、上記検出手段によって得た情報を用いて上記高周波電力増幅回路の出力を制御する出力制御回路とを有し、

上記高周波電力増幅回路は、

入力端子と、

出力端子と、

パワー制御信号を受けるコントロール端子と、

上記入力端子と上記出力端子との間に接続された複数の増幅段を有する増幅系と、

上記コントロール端子に接続され、上記コントロール端子に供給されるパワー制御信号に対して非線形特性を示すバイアスを上記複数の増幅段のうち上記出力端子に結合される第 1 増幅段へ供給するバイアス回路を有し、

上記第 1 増幅段に供給するバイアス回路によって上記パワーモード制御手段を構成することを特徴とする請求項 15 に記載の無線通信システム。

【請求項 17】上記検出手段は上記高周波電力増幅回路の出力を検出するカップラを有し、該カップラの出力信号が上記出力制御回路に入力することを特徴とする請求項 16 に記載の無線通信システム。

【請求項 18】上記検出手段は上記高周波電力増幅回路の第 1 増幅段に含まれるトランジスタの制御端子にその制御端子が接続されるカレントセンス用トランジスタを含み、該カレントセンス用トランジスタの出力電流は電圧変換され上記出力制御回路に供給されることを特徴とする請求項 16 に記載の無線通信システム。

【請求項 19】上記増幅系が複数設けられていることを特徴とする請求項 15 に記載の無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は高周波電力増幅回路（高周波回路モジュール）及びその高周波回路モジュールを組み込んだ無線通信機並びに無線通信システムに関

し、特に高周波電力増幅器（パワーアンプ）の出力を高精度に制御して安定した出力で通信する無線通信技術に適用して有効な技術に関する。

【0002】

【従来の技術】自動車電話、携帯電話機等の無線通信機（移動通信機）の送信機の送信側出力段には、MOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）や GaAs-MES（Metal Semiconductor）FET 等を多段に組み込んだ増幅器（パワーアンプ）が組み込まれている。

【0003】一般に、携帯電話機（携帯端末）では使用環境に合わせて基地局からのパワーコントロール信号によって周囲環境に適応するように出力を変えて通話を行い、他の携帯電話機との間で混信を生じさせないようにシステムが構築されている。

【0004】高周波電力増幅器（高周波パワーアンプ）については、日経BP社発行「日経エレクトロニクス」1997年1月27日号、P115～P126に記載されている。この文献には、北米の900MHz帯のセルラ方式携帯電話の標準方式や欧州のGSM（Global System for Mobile Communications）方式について記載されている。

【0005】また、日立評論社発行「日立評論」Vol.79, No.11(1997)、P63～P68には「デジタルセルラ規格“GSM/EGSM”用高周波部アナログ信号処理IC」について記載されている。この文献には方向性結合器（カップラ）によるパワー検出信号によってパワーアンプモジュールを制御するブロック図が開示されている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】デジタル携帯電話システム（セルラ電話システム）では、図17に示すように、他との混信を避けるため、基地局1のアンテナ2から移動端末（携帯電話機）3のアンテナ4に向かって、発信パワーを交信に必要な最小限の出力となるようにパワーコントロール信号が送られる。このパワーコントロール信号は、ハイレベルパワー信号5やローレベルパワー信号6で構成される。

【0007】移動端末では、上記コントロール信号に基づいて動作する自動出力制御（APC: Automatic Power Control）回路によって、送信側出力段の高周波パワーアンプの制御端子に印加するパワー制御信号V<sub>apc</sub>を変化させて出力（パワー）を調整している。

【0008】携帯電話機は高出力利得、高効率と同時に低出力時の消費電流の低減が望まれている。しかし、全ての出力レベル範囲に亘ってこれらを満足することは難しい。このため、現在は高周波パワーアンプの特性を外部制御部により出力レベル29dBm付近を境にしてローパワーモードとハイパワーモードに切替え、低出力時の消費電流低減と効率の向上を実現している。

【0009】図18及び図19は3個のトランジスタ

(MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) を順次従属接続した 3 段増幅構成の高周波パワーアンプを示す回路図である。各増幅段を構成するトランジスタ、即ち、初段トランジスタ (1stTr)、2 段トランジスタ (2ndTr) 及び 3 段トランジスタ (3rdTr) はいずれも N チャンネルトランジスタ (NMOS) で構成される。

【0010】高周波入力信号 RFin が供給される入力端子 10 は接合容量 (容量素子) C10 を介して 1stTr のゲート端子に接続され、1stTr の出力端子となるドレイン端子は接合容量 (容量素子) C11 を介して 2ndTr のゲート端子に接続され、2ndTr の出力端子となるドレイン端子は接合容量 (容量素子) C12 を介して 3rdTr (最終段トランジスタ) のゲート端子に接続され、3rdTr のドレイン端子は出力端子 11 に接続され、出力端子 11 から高周波出力信号 RFout を出力する構成になっている。

【0011】パワー制御信号 Vapc はコントロール端子 12 から各段のトランジスタ (1stTr、2ndTr、3rdTr) の制御端子となるゲート端子に供給される。各トランジスタのゲート端子に印加されるバイアス電圧は、1stTr ではパワー制御信号電圧 Vapc を抵抗 (抵抗素子) R1 と抵抗 (抵抗素子) R2 の分圧比によって得た分圧電圧を印加し、2ndTr ではパワー制御信号電圧 Vapc を抵抗 (抵抗素子) R3 と抵抗 (抵抗素子) R4 の分圧比によって得た分圧電圧を印加する。

【0012】3rdTr では、パワー制御信号電圧 Vapc を抵抗 (抵抗素子) R5 (例えば、10kΩ) と抵抗 (抵抗素子) R6 (例えば、30kΩ) の分圧比によって得た電圧を印加するが、二つのトランジスタ Q11、Q12 を組み込んでさらに制御する回路構成になっている。スイッチトランジスタとなるトランジスタ Q11 はソース端子がグランドに接地され、ドレイン端子が上記抵抗 R6 に接続される。トランジスタ Q12 はゲート端子がトランジスタ Q11 のドレイン端子に接続され、ドレイン端子が 3rdTr のゲート端子に接続され、ソース端子がグランド (GND) に接地される。

【0013】各段のトランジスタ (1stTr、2ndTr、3rdTr) のドレイン端子は第 1 基準電圧端子 (電源電圧端子) 13 に接続され、電源電圧 Vdd が供給されるようになっている。

【0014】そして、基地局 1 からハイレベルパワー信号 (H レベル) が送られてくると、このハイレベルパワー信号によってトランジスタ Q11 が動作し、トランジスタ Q12 のゲート端子はグランド電位になるため、図 3 に示すように非線形特性となる Vg3high-mode 特性を示す。

【0015】これに対して、基地局 1 からローレベルパワー信号 (L レベル) が送られてくると、このローレベルパワー信号によってトランジスタ Q11 は動作しない

ため、トランジスタ Q12 のゲート端子は抵抗 R5 と抵抗 R6 の分圧点の電位となり、トランジスタ Q12 は ON する。この結果、3rdTr ゲート電位は、図 3 に示すように、飽和形の特性 (非線形特性) となる Vg3low-mode 特性を示す。

【0016】図 3 の特性図において、領域 A はローレベルパワー信号 6 に基づくローパワーモード時の電位領域であり、領域 B はハイレベルパワー信号 5 に基づくハイパワーモード時の電位領域である。

【0017】そこで、本発明者は、高周波パワーレベルが 29dBm 近辺となる部分、即ち、パワー制御信号 Vapc が 1.25V 程度の部分で 3rdTr ゲート電圧が Vg3low-mode (ローパワーモード) から Vg3high-mode (ハイパワーモード) に移行するような特性をバイアス回路で形成することを思い立ち本発明をなした。

【0018】本発明の目的は、基地局から送られて来るパワーコントロール信号を使用することなくハイパワーモードとローパワーモードの制御が自動的に行える高周波電力増幅回路及び無線通信機を提供することにある。

【0019】本発明の他の目的は、出力特性を高精度に制御することができる高周波電力増幅回路を提供することにある。

【0020】本発明の他の目的は、出力特性を高精度に制御し、安定した通信を行うことができる無線通信機を提供することにある。

【0021】本発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴は、本明細書の記述および添付図面からあきらかになるであろう。

【0022】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

【0023】(1) 送信用の高周波電力増幅回路と、上記高周波電力増幅回路の出力を検出する検出手段と、上記検出手段によって得た情報を用いて上記高周波電力増幅回路の出力を制御する出力制御回路 (自動出力制御回路) とを有する無線通信機であって、上記高周波電力増幅回路は、入力端子と出力端子との間に接続された複数の増幅段を有する増幅系と、上記各増幅段のトランジスタにバイアスを供給するバイアス回路とを有し、上記複数の増幅段のうち上記出力端子に結合されている第 1 増幅段 (最終増幅段) を除く増幅段にバイアスを供給するバイアス回路は、複数の抵抗素子で構成され、入力されるパワー制御信号を複数の抵抗素子により分圧して形成した分圧電圧を増幅段の制御端子に供給し、バイアス電圧がローパワーモード用の線形特性を示し、上記第 1 増幅段 (最終増幅段) にバイアスを供給するバイアス回路はバイアス電圧がハイパワーモード用の非線形特性を示す回路を示すものとなる。

【0024】上記最終増幅段のバイアス回路は、上記パ

ワ－制御信号における電圧を分圧して形成した分圧電圧を上記最終増幅段の制御端子に供給する分圧回路と、制御端子が上記分圧回路の分圧点に接続され、第2端子がグランドに接続され、第1端子が上記分圧点よりも電位が低くなる側に設けられた上記抵抗素子に接続される制御トランジスタからなる。

【0025】基地局を介して無線通信機間で無線通信を行う無線通信システムであって、上記基地局は上記各無線通信機にパワーコントロール信号を送信する設備を持たず、上記各無線通信機は上記パワーコントロール信号

10 によることなくパワーモードを制御するパワーモード制御手段を有している。パワーモード制御手段は、上記高周波電力増幅回路の上記最終増幅段に供給するバイアス回路によって構成されている。

【0026】即ち、上記無線通信機は送信用の高周波電力増幅回路と、上記高周波電力増幅回路の出力を検出する検出手段と、上記検出手段によって得た情報をを用いて上記高周波電力増幅回路の出力を制御する自動出力制御回路とを有し、上記高周波電力増幅回路は、入力端子

20 と、出力端子と、パワー制御信号を受けるコントロール端子と、上記入力端子と上記出力端子との間に接続された複数の増幅段を有する増幅系と、上記コントロール端子に接続され、上記コントロール端子に供給されるパワー制御信号に対して非線形特性を示すバイアスを上記最終増幅段に供給するバイアス回路を有し、上記最終増幅段に供給するバイアス回路によって上記パワーモード制御手段が構成されている。

【0027】(2)上記(1)の構成において、最終増幅段のバイアス回路は、上記パワー制御信号電圧を複数の抵抗素子により分圧して形成した分圧電圧を上記最終増幅段の制御端子に供給する分圧回路と、制御端子が上記分圧回路の分圧点に接続され、第2端子がグランドに接続され、第1端子が上記分圧点よりも電位が低くなる側に設けられた上記抵抗素子に接続される制御トランジスタと、上記最終増幅段のトランジスタの制御端子に制御端子が接続され、第1端子からカレントセンス電圧を出力するカレントセンス用トランジスタとからなっている。

【0028】前記(1)の手段によれば、(a)高周波電力増幅回路においては、最終増幅段のバイアス回路の

40 パワー制御信号 $V_{apc}$ に対する3rdT<sub>r</sub>ゲート電圧が1.25V付近で非線形から線形特性に変化する。これは、あたかも基地局からパワーコントロール信号を受けてローパワーモードからハイパワーモードに出力が切り替わるのと同様な作用となる。

【0029】(b)上記(a)から、基地局から受けるパワーコントロール信号の処理部が不要となり、無線通信機における部品点数の削減が可能になる。

【0030】(c)従来の高周波電力増幅回路では、高周波電力増幅回路を構成する半導体チップにおいて、パ

ワーモード切り替えスイッチ部は、高周波電力増幅回路を構成する半導体チップにモノリシックに形成されているが、本発明の高周波電力増幅回路ではパワーコントロール信号(パワーモード制御信号)の受入れが不要になることから、半導体チップ上のスイッチトランジスタとその入力信号用端子(パッド)が不要となり、半導体チップのチップ面積の削減が可能となる。

【0031】(d)上記(c)により、半導体チップのチップ面積の削減が可能となることから、半導体チップの小型化が達成できる。

【0032】(e)上記(d)により、高周波電力増幅回路を構成する半導体チップの小型化が達成できることから、一枚の半導体基板(ウェハ)から取得する半導体チップ数の数量の増大を図ることができ、歩留りの向上が図れるとともに、半導体チップの低コスト化が達成できる。

【0033】(f)パワーモード切り替えが不要となることから、無線通信システムにおいて、全ての携帯電話機をパワーモード切り替え不要型とすることにより、基地局にはパワーコントロール信号を送信する設備が不要となり、基地局側の負担が軽減できる。

【0034】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。なお、発明の実施の形態を説明するための全図において、同一機能を有するものは同一符号を付け、その繰り返しの説明は省略する。

【0035】(実施形態1)図1乃至図7は本発明の一実施形態(実施形態1)である高周波電力増幅回路(高周波回路モジュール)及び無線通信機に係わる図である。高周波回路モジュールとは、本明細書では少なくとも高周波電力増幅器(高周波パワーアンプ:PA)を含むモジュールである。

【0036】高周波回路モジュール(高周波電力増幅回路)は、図示はしないが、配線基板の上面にキャップが重ねられ、外観的には扁平な矩形体構造になっている。また、配線基板の下面から側面に亘って外部電極端子がそれぞれ設けられ、表面実装型となっている。外部電極端子は、入力端子、出力端子、コントロール端子、第1基準電圧端子(電源電圧端子)、第2基準電圧端子(グランド:GND)等からなる。上記配線基板には、トランジスタ等を形成した半導体チップ、チップ抵抗(抵抗素子)及びチップコンデンサ(容量素子)等が搭載され、所定の電極と配線はソルダーまたはワイヤで接続されている。

【0037】また、高周波回路モジュールは単一の増幅系を有する構成または複数の通信システムに対応できるように複数の増幅系を組み込んだ構成になっている。複数の増幅系を有する構成あるいは機能を追加した構成では、外部電極端子の種類は当然にして増大する。このような高周波回路モジュールは無線通信機、例えば携帯電話

話機（携帯端末：移動端末）に組み込まれてセルラ電話システムで使用される。

【0038】図1は本発明に係わる高周波電力増幅回路の等価回路図である。本実施形態1の高周波電力増幅回路20は、3個のトランジスタ（MOSFET）を順次従属接続した3段増幅構成の高周波パワーアンプとなっている。各増幅段を構成するトランジスタ、即ち、初段トランジスタ（1stTr）、2段トランジスタ（2ndTr）及び3段トランジスタ（3rdTr）はいずれもNチャンネルトランジスタ（NMOS）で構成されている。

【0039】高周波入力信号RF<sub>in</sub>が供給される入力端子10は接合容量（容量素子）C10を介して1stTrのゲート端子に接続され、1stTrの出力端子となるドレイン端子は接合容量（容量素子）C11を介して2ndTrのゲート端子に接続され、2ndTrの出力端子となるドレイン端子は接合容量（容量素子）C12を介して3rdTr（最終段トランジスタ）のゲート端子に接続され、3rdTrのドレイン端子は出力端子11に接続され、出力端子11から高周波出力信号RF<sub>out</sub>を出力する構成になっている。

【0040】パワー制御信号V<sub>apc</sub>はコントロール端子12から各段のトランジスタ（1stTr、2ndTr、3rdTr）の制御端子となるゲート端子に供給される。各トランジスタのゲート端子に印加されるバイアス電圧は、1stTrではパワー制御信号電圧V<sub>apc</sub>を抵抗（抵抗素子）R1と抵抗（抵抗素子）R2の分圧比によって得た分圧電圧を印加し、2ndTrではパワー制御信号電圧V<sub>apc</sub>を抵抗（抵抗素子）R3と抵抗（抵抗素子）R4の分圧比によって得た分圧電圧を印加する。

【0041】3rdTrでは、パワー制御信号電圧V<sub>apc</sub>を抵抗（抵抗素子）R7（例えば、8kΩ）と抵抗（抵抗素子）R8（例えば、15kΩ）の分圧比によって得た分圧電圧を印加するが、トランジスタQ15を組み込んでさらに制御する回路構成になっている。トランジスタQ15はゲート端子（制御端子）が抵抗R7と抵抗R8の分圧点と接続され、ドレイン端子（第1端子）が抵抗R8に接続され、ソース端子（第2端子）がグランド（GND）に接続されている。

【0042】各段のトランジスタ（1stTr、2ndTr、3rdTr）のドレイン端子は第1基準電圧端子（電源電圧端子）13に接続され、電源電圧V<sub>dd</sub>が供給されるようになっている。

【0043】このような高周波電力増幅回路20は、図2のグラフに示すように、パワー制御信号V<sub>apc</sub>が1.1V程度までは3rdTrゲート電圧はV<sub>g3low-mode</sub>特性と同じ特性を示すが、1.1V程度から3rdTrゲート電圧の増加傾向が大きくなり、1.25V程度からゲート電圧は所定電圧低いがV<sub>g3high-mode</sub>特性に類似する特性を示す。

【0044】図2の領域Aは、基地局から移動端末に向

けて送られるパワーコントロール信号によって選択されるローパワーモードでのゲート電圧状態を示すものであるが、本実施形態1の高周波電力増幅回路20では、基地局から移動端末に向けて送られるパワーコントロール信号がなくても、バイアス回路によってローパワーモード時の出力を出せることになる。このことは領域Bのハイパワーモード域においても同様であり、基地局から移動端末に向けて送られるパワーコントロール信号がなくても、バイアス回路によってハイパワーモード時の出力を出せることになる。

【0045】図3は3rdTrの電流[A]とパワー制御信号V<sub>apc</sub>[V]との相関を示すグラフ、図4はパワー制御信号V<sub>apc</sub>[V]と高周波電力増幅回路20の出力[dBm]と相関を示すグラフ、図5は高周波電力増幅回路20の出力[P<sub>out</sub>:dBm]と効率[%]との相関を示すグラフである。

【0046】図4に示すように、0dBm出力のときのV<sub>apc</sub>は1V程度になる。V<sub>apc</sub>が1Vのときのハイモード時の3rdTr電流は、図3に示すように、250mA程度であるが、本発明による高周波電力増幅回路では100mA程度と大幅に低下し、消費電流の低減を図ることができる。

【0047】図2のグラフではA領域の特性（3rdTr電流）は、本発明の場合ではV<sub>g3high-mode</sub>よりも低い。図4に示すように、パワーには悪い影響がなく、パワーはHigh-mode（V<sub>g3high-mode</sub>）と略同じ程度になる。効率は、図5に示すように、High-modeよりも高くなる。

【0048】図6は本実施形態1のようなパワーモード制御手段を有し、かつ増幅系を二つ有するデュアルバンド用高周波電力増幅回路20aを組み込んだ携帯電話機（移動端末）の一部のブロック図である。図6のブロック図はベースバンド信号処理部からアンテナまでの部分を示す図である。

【0049】図6において、デュアルバンド用高周波電力増幅回路20aの外部電極端子は図示しないが、送信系dの入力端子、出力端子及び増幅系jの3段の増幅段j1、j2、j3の出力コントロールを行うためのパワー制御信号V<sub>apc</sub>を供給するコントロール端子を有する。また、外部電極端子として送信系eの入力端子、出力端子及び増幅系kの3段の増幅段k1、k2、k3の出力コントロールを行うためのパワー制御信号V<sub>apc</sub>を供給するコントロール端子を有する。また、両増幅系j、kの共通外部電極端子として電源電圧端子とグランド端子を有する。

【0050】増幅段j1、j2、j3及び増幅段k1、k2、k3はそれぞれトランジスタ（1stTr、2ndTr、3rdTr）で構成されている。そして、増幅系j、kはそれぞれ図1に示す回路構成になっている。

【0051】携帯電話機3は、図6に示すように、ベ-



スバンド信号処理部 25 を有する。ベースバンド信号処理部 25 には高周波信号処理部 26 が接続されている。また、アンテナ 4 はデュプレクサ (duplexer) 35 に接続されている。そして、ベースバンド信号処理部 25 とデュプレクサ 35 との間に 2 系統の通信系 (送信系 d と受信系 f、送信系 e と受信系 g) を有し、二つの通信システム (デュアルバンド通信方式) に使用できるものである。

【0052】一方の通信システムは送信系 d と受信系 f で構成される。送信系 d は高周波信号処理部 26 に接続されるデュアルバンド用高周波電力増幅回路 20 a の増幅系 j (増幅段 j 1, j 2, j 3)、増幅系 j に接続されるフィルタ 28 d、フィルタ 28 d とデュプレクサ 35 との間に接続配置されるスイッチ 29 d を有する。また、増幅系 j の出力を検出するために、検出手段としてカップラ 27 d が増幅系 j の出力側の線路に設けられている。このカップラ 27 d の出力は自動出力制御回路 (APC) 30 d に入力される。また、この APC 30 d にはベースバンド信号処理部 25 から基準信号が入力されるようになってい

る。そして、比較によって得られた出力が増幅系 j の各増幅段 j 1, j 2, j 3 のトランジスタ (1st T r, 2nd T r, 3rd T r) のゲート端子 (制御端子) に供給されるようになってい

る。【0053】受信系 f はスイッチ 29 d に接続されるフィルタ 31 f と、このフィルタ 31 f に接続され高周波信号処理部 26 に出力する低雑音増幅器 (LNA) 32 f を有する。【0054】他方の通信システムは送信系 e と受信系 g で構成される。送信系 e は高周波信号処理部 26 に接続されるデュアルバンド用高周波電力増幅回路 20 a の増幅系 k (増幅段 k 1, k 2, k 3)、増幅系 k に接続されるフィルタ 28 e、フィルタ 28 e とデュプレクサ 35 との間に接続配置されるスイッチ 29 e を有する。また、増幅系 k の出力を検出するために、検出手段としてカップラ 27 e が増幅系 k の出力側の線路に設けられている。このカップラ 27 e の出力は自動出力制御回路 (APC) 30 e に入力される。また、この APC 30 e にはベースバンド信号処理部 25 から基準信号が入力されるようになってい

る。そして、比較によって得られた出力が増幅系 k の各増幅段 k 1, k 2, k 3 のトランジスタ (1st T r, 2nd T r, 3rd T r) のゲート端子 (制御端子) に供給されるようになってい

る。【0055】受信系 g はスイッチ 29 e に接続されるフィルタ 31 g と、このフィルタ 31 g に接続され高周波信号処理部 26 に出力する低雑音増幅器 (LNA) 32 g を有する。【0056】デュプレクサ 35 による切り替えによって二つの通信システムのうち一方、または他方の通信システムが選択されて通信が行われる。また、それぞれの通信システムにおいては、送信受信切替スイッチ信号によ

ってスイッチ 29 d またはスイッチ 29 e が動作して、送信または受信が選択される。

【0057】このような携帯電話機では、基地局からのパワーコントロール信号を使用しなくても、バイアス回路によって、例えば、29 d B m 付近を境として大きい領域 (領域 B) では出力パワーはハイパワーモードとなり、小さい領域 (領域 A) では出力パワーはローパワーモードとなる。

【0058】従って、特に図示して説明はしないが、基地局を介して無線通信機間で無線通信を行う無線通信システムにおいて、各携帯電話機に上記のようなパワーモードを制御するパワーモード制御手段を設けておけば、基地局は各無線通信機にパワーコントロール信号を送信する設備を設けなくてもよいことになり、基地局の設備の軽減が図れることになる。

【0059】本実施形態 1 によれば以下の効果を有する。

【0060】(1) 高周波電力増幅回路 20 においては、最終増幅段を構成するトランジスタのバイアス回路のパワー制御信号 V<sub>apc</sub> に対する 3rd T r ゲート電圧が 1.25 V 付近で非線形から線形特性に変化する。これは、あたかも基地局からパワーコントロール信号を受けてローパワーモードからハイパワーモードに出力が切り替わるのと同様な作用となる。

【0061】(2) 上記 (1) から、携帯電話機 (無線通信機) においては、基地局から受けるパワーコントロール信号の処理部が不要となり、携帯電話機における部品点数の削減が可能になる。従って、携帯電話機の小型化が図れるとともに、コストの低減が達成できる。

【0062】(3) 従来の高周波電力増幅回路では、高周波電力増幅回路を構成する半導体チップにおいて、パワーモード切り替えスイッチ部は、高周波電力増幅回路を構成する半導体チップにモノリシックに形成されているが、本発明の高周波電力増幅回路ではパワーコントロール信号 (パワーモード制御信号) の受入れが不要になることから、半導体チップ上のスイッチトランジスタとその入力信号用端子 (パッド) が不要となり、半導体チップのチップ面積の削減が可能となる。

【0063】(4) 上記 (3) により、半導体チップのチップ面積の削減が可能となることから、半導体チップの小型化が達成できる。

【0064】(5) 上記 (4) により、高周波電力増幅回路を構成する半導体チップの小型化が達成できることから、一枚の半導体基板 (ウエハ) から取得する半導体チップ数の数量の増大を図ることができ、歩留りの向上が図れるとともに、半導体チップの低コスト化が達成できる。

【0065】(6) パワーモード切り替えが不要となることから、無線通信システムにおいて、全ての携帯電話機をパワーモード切り替え不要型とすることにより、基



地局にはパワーコントロール信号を送信する設備が不要となり、基地局側の負担が軽減できる。

【0066】（実施形態2）図7及び図8は本発明の他の実施形態（実施形態2）に係わる図である。本実施形態2は、実施形態1において、高周波電力増幅回路の出力を検出する検出手段がカップラと異なる検出手段となっている点が異なる。即ち、本実施形態2では、高周波電力増幅回路（高周波回路モジュール）については、実施形態1と同様の回路構成からなる高周波電力増幅回路20bにカレントセンス回路40を設けた点が異なる。

【0067】カレントセンス回路40は、最終段トランジスタ（3rdTr）と、この3rdTrを形成する半導体チップにモノリシックに形成するカレントセンス用トランジスタQ17とによって構成されている。即ち、カレントセンス用トランジスタQ17のゲート端子は3rdTrのゲート端子に接続され、ソース端子はグラウンドに接地され、ドレイン端子は検出電流を高周波電力増幅回路の外部電極端子に出力する構成になっている。また、カレントセンス用トランジスタQ17は3rdTrの1/Nの大きさになっている。従って、カレントセンス用トランジスタQ17には3rdTrと相関のとれたドレイン電流が流れる。

【0068】携帯電話機では、図7に示すように、自動出力制御回路（APC）30を有している。本実施形態2では電流を電圧に変換するI-V変換回路45を設け、このI-V変換回路45の出力信号をAPC30に入力し、APC30に入力されるパワー指定信号との差分をパワー制御信号Vapcと出力するようになっている。

【0069】I-V変換回路45はドレイン端子がいずれも電源電圧Vddに接続され、ゲート端子同士が相互に接続されたカレントミラー構成の二つのPMOSからなるトランジスタQ21、Q22と、抵抗（抵抗素子）R15とによって構成されている。トランジスタQ22のドレイン端子はカレントセンス用トランジスタQ17のドレイン端子に接続されている。トランジスタQ21のドレイン端子はトランジスタQ21のゲート端子に接続されるとともに、APC30に接続されている。また、トランジスタQ21のドレイン端子は抵抗R15を介してグラウンドに接続されている。

【0070】この結果、3rdTrにDC信号（バイアス電圧）とAC信号が掛かると、カレントセンス用トランジスタQ17のゲート端子にも電圧が掛かり、カレントセンス用トランジスタQ17に3rdTrに対応したドレイン電流が流れる。このドレイン電流はI-V変換回路45の抵抗R15によって電圧に変換されてAPC30にフィードバックされる。

【0071】従って、3rdTrの電流変化に対応するパワー制御信号VapcがAPC30から出力され、高周波電力増幅回路を構成する各増幅段のトランジスタが制御

され、実施形態1の場合と同様に図2に示すような本発明による特性を得ることができる。

【0072】図8は本実施形態2によるデュアルバンド用の携帯電話機の一部を示すブロック図である。図8のブロック図は図6のブロック図において、カップラが不要になり、高周波電力増幅回路20bの各増幅系j、kが直接フィルタ28d、28eに接続される構成になるとともに、増幅系j、kの最終増幅段j3、k3のトランジスタ3rdTrのゲート端子にゲート端子が接続されるカレントセンス用トランジスタQ17j、Q17kのドレイン電流が電圧に変換されてAPC30d、30eにフィードバックされる点が異なる。

【0073】このような携帯電話機3によれば、基地局から送られてくるパワーコントロール信号を使用しなくても、自動的にパワーコントロールができ、消費電力を節約しつつ良好な通話ができるようになる。

【0074】ここでカレントセンス方式について検討した結果について、図9～図15を参照しながら説明する。図9（a）、（b）は検波器の数の違いによる3rdTrの出力（パワー）と検波電流との相関を示す特性図である。図9（a）は、検波器を二つ用意して、パワーに応じて検波器を選択して使用する例である。これに対して、図9（b）は一つの検波器で3rdTrのパワーを検出する例である。

【0075】検波器を二つ用意して、パワーに対応して検波器を使用する構成では、電流変化 $\Delta I$ の変化率が大きく、検波電流を高精度に検出することができる。

【0076】本発明によるパワーモード制御手段を有する携帯電話機では、図10に示すように、検波器が二つの場合を合わせた特性になっている。検波感度的には、小パワー時検波器が二つある場合に及ばないが、検波感度が急激には低下せず実用可能な範囲である。従って、パワーにより検波器を切り替える必要はなくなる。

【0077】ばらつきについて考察してみると、ばらつきが関係してくるのは、ハイパワーモード及びローパワーモードがある場合と、本発明による自動切替時を比較した時である。ハイパワーモード時は、図11に示すように、ゲート電位はVapc電位を抵抗分割したものが加わっているため、温度等により閾電圧値Vthが変化すると、それがそのままドレイン電流Idの変化になり検波電流も同様に变化する。パワー大時はトランジスタ（3rdTr）が飽和しているため、図12に示すように、検波電流変動が小さくなる。ローパワーモード時は、図13に示すように、3rdTr及びトランジスタQ15並びにカレントセンス用トランジスタQ17はカレントミラー回路を構成するので、3rdTrのドレイン電流Id及びカレントセンス用トランジスタQ17のドレイン電流Isence共、温度変化によるVthばらつきの影響は、図14に示すように小さい。

【0078】図14はローパワーモード時のパワーと検

波電流との相関を示すものである。特性曲線は平行な2本の線で示してあるが、これは変動は零ではないので微小間隔の2本の線で示してある。

【0079】本発明による自動切替の場合の検波電流変動は、図15に示すような特性を示す。この特性図においても、変動は零ではないことから2本線で示してある。

【0080】以上のことから、検波感度においては、本発明のように自動切替構成にすると、検波感度が急激に低下しないため検波器を切り替えない構成でもよいことが分かる。また、検波電流ばらつきにおいては、本発明のような自動切替構成にすると、3rdTrのドレイン電流 $I_d$ の変動が小さいため、カレントセンス用トランジスタQ17のドレイン電流 $I_{sense}$ の変動も小さい。

【0081】図16は本実施形態2の変形例であるI-V変換回路を含む回路図である。I-V変換回路45aは差動増幅器46と、この差動増幅器46の差動2入力端子間に抵抗(抵抗素子)R25を接続した構成になっている。差動2入力端子のうちの高電位側の端子は電源電圧Vddに接続され、低電位側の端子はカレントセンス用トランジスタQ17のドレイン端子に接続されている。差動増幅器46の出力端にはフィードバック電圧が出力され、このフィードバック電圧は図示しないAPCに入力される。

【0082】この変形例においても前記実施形態2と同様にパワー制御信号Vapcの変動に伴って、あたかも基地局からパワーコントロール信号を受けてローパワーモードからハイパワーモードに出力が切り替わるのと同様に自動切替を行うことができる。

【0083】以上本発明者によってなされた発明を実施形態に基づき具体的に説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない、たとえば、実施形態では増幅段を構成トランジスタとして電界効果トランジスタを用いた例について説明したが、トランジスタとしては、シリコンバイポーラトランジスタ、SiGeFETトランジスタ、GaAs-MESFET、高電子移動度トランジスタ(HEMT)、ヘテロバイポーラトランジスタ(HBT)等他のトランジスタでも同様に適用でき、同様の効果を得ることができる。

【0084】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

【0085】(1)基地局から送られて来るパワーコントロール信号を使用することなくハイパワーモードとローパワーモードの制御が自動的に実行される高周波電力増幅回路及び無線通信機を提供することができる。即ち、携帯電話機においては、基地局から受けるパワーコントロール信号の処理部が不要となり、携帯電話機における部

品点数の削減が可能になる。従って、携帯電話機の小型化が図れるとともに、コストの低減が達成できる。

【0086】(2)出力特性を高精度に制御できる小型でかつ安価な高周波電力増幅回路を提供することができる。

【0087】(3)出力特性を高精度に制御し、安定した通信を行うことができる無線通信機を提供することができる。

【0088】(4)パワーモード切り替えが不要となることから、無線通信システムにおいて、全ての携帯電話機をパワーモード切り替え不要型とすることにより、基地局にはパワーコントロール信号を送信する設備が不要となり、基地局側の負担が軽減できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態(実施形態1)である高周波電力増幅回路の等価回路図である。

【図2】パワー制御信号Vapcと3rdTrゲート電圧との相関を示すグラフである。

【図3】パワー制御信号Vapcと3rdTrの電流との相関を示すグラフである。

【図4】パワー制御信号Vapcと高周波電力増幅回路20の出力との相関を示すグラフである。

【図5】高周波電力増幅回路の出力(Pout)と効率との相関を示すグラフである。

【図6】本実施形態1のようなパワーモード制御手段を有し、かつ増幅系を二つ有する高周波電力増幅回路を組み込んだ携帯電話機(移動端末)の一部のブロック図である。

【図7】本発明の他の実施形態(実施形態2)である高周波電力増幅回路の等価回路図である。

【図8】本実施形態2による携帯電話機の一部を示すブロック図である。

【図9】検波器の数の違いによる3rdTrの出力(パワー)と検波電流との相関を示す特性図である。

【図10】本発明によるパワーモード制御手段を有する例を含むパワーと検波電流との相関を示すグラフである。

【図11】ハイパワーモード時の3rdTrのバイアス部分を含む等価回路図である。

【図12】ハイパワーモード時のVthばらつきによる検波電流変動のグラフである。

【図13】ローパワーモード時の3rdTrのバイアス部分を含む等価回路図である。

【図14】ローパワーモード時のVthばらつきによる検波電流変動のグラフである。

【図15】ローパワーモード時のVthばらつきによる検波電流変動のグラフである。

【図16】本実施形態2の変形例であるI-V変換回路を含む回路図である。

【図17】基地局と移動端末を含む無線通信システムを

示す模式図である。

【図18】スイッチトランジスタにハイレベルパワー信号が供給された状態の従来の高周波電力増幅回路の等価回路図である。

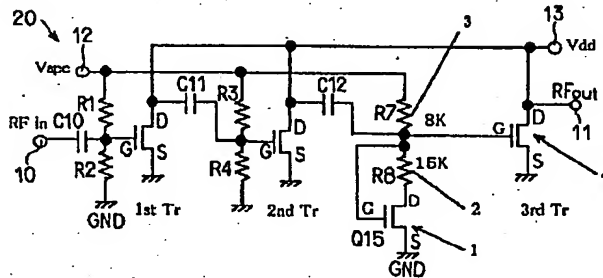
【図19】スイッチトランジスタにローレベルパワー信号が供給された状態の従来の高周波電力増幅回路の等価回路図である。

【符号の説明】

1…基地局、2…アンテナ、3…移動端末（携帯電話機）、4…アンテナ、5…ハイレベルパワー信号、6…ローレベルパワー信号、10…入力端子、11…出力端

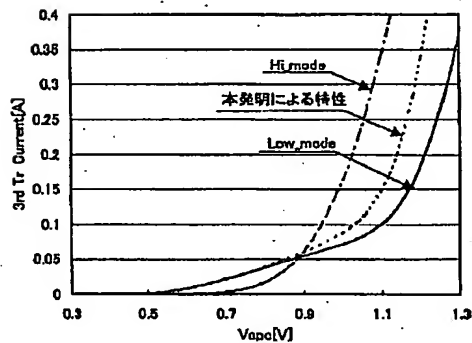
【図1】

図1



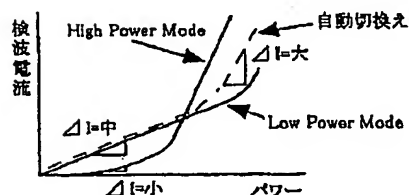
【図3】

図3



【図10】

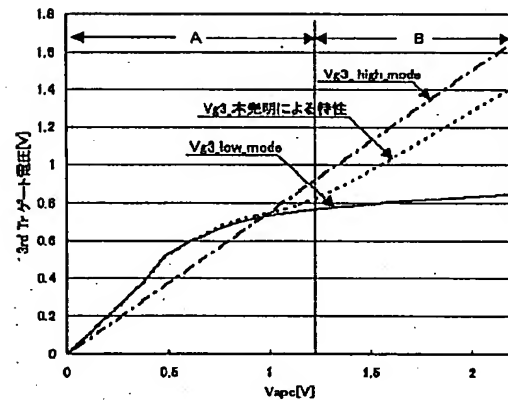
図10



子、12…コントロール端子、13…第1基準電圧端子（電源電圧端子）、20…高周波電力増幅回路、20a, 20b…デュアルバンド用高周波電力増幅回路、25…ベースバンド信号処理部、26…高周波信号処理部、27d, 27e…カップラ、28d, 28e…フィルタ、29d, 29e…スイッチ、30d, 30e…自動出力制御回路（APC）、31f, 31g…フィルタ、32f, 32g…低雑音増幅器（LNA）、35…デュプレクサ、40…カレントセンス回路、45, 45a…I-V変換回路、46…差動増幅器。

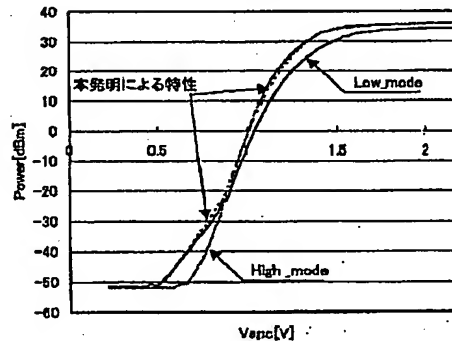
【図2】

図2

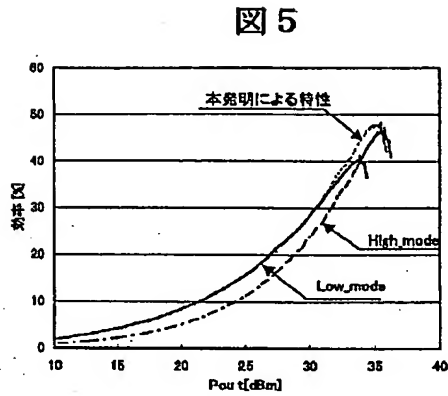


【図4】

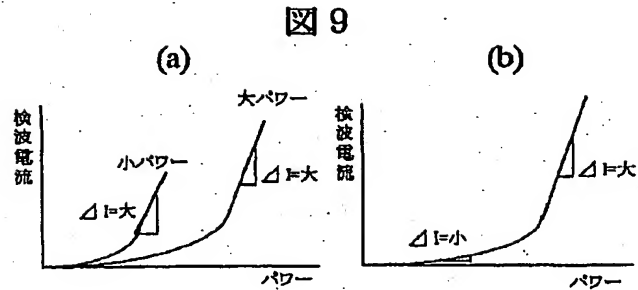
図4



【図5】

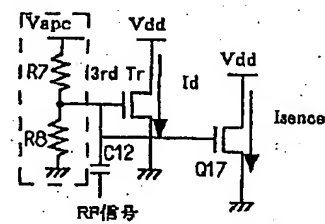


【図9】



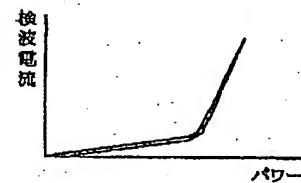
【図11】

図11



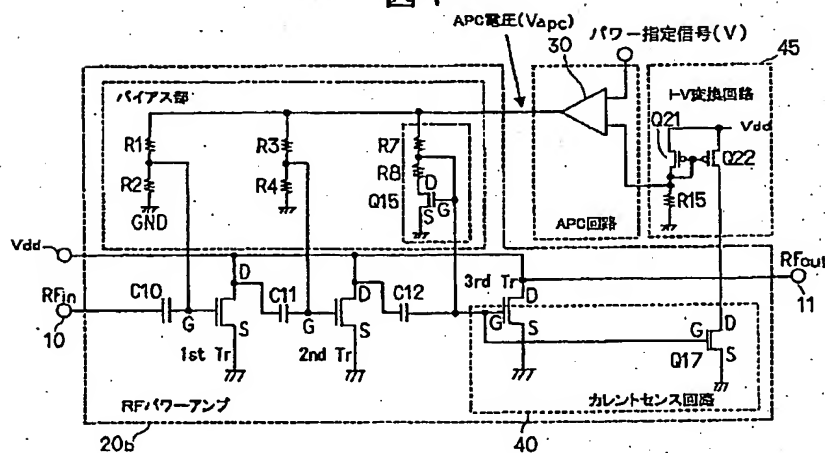
【図15】

図15



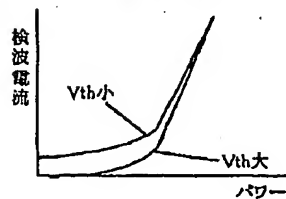
【図7】

図7



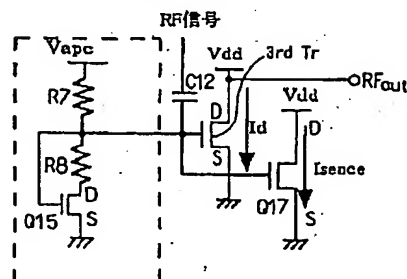
【図12】

図12

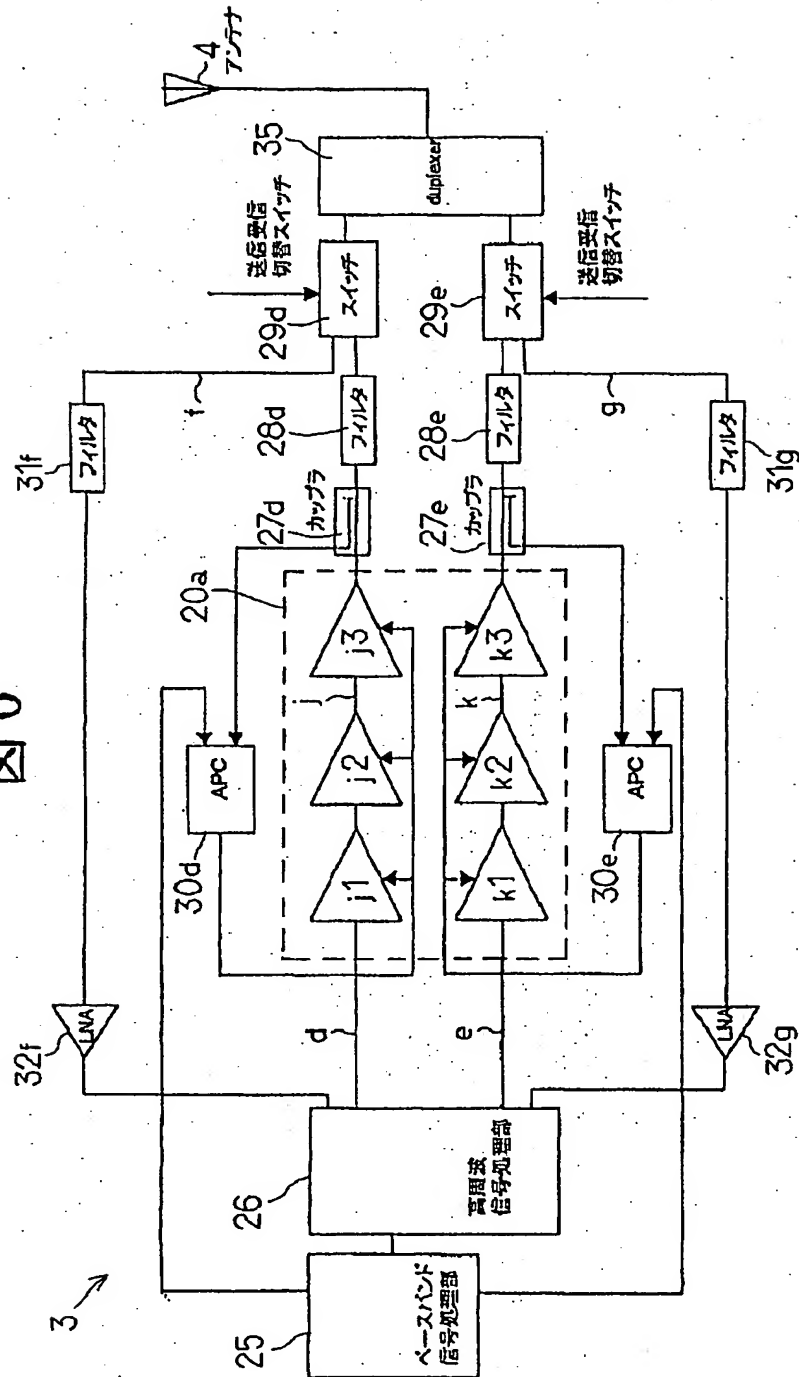


【図13】

図13

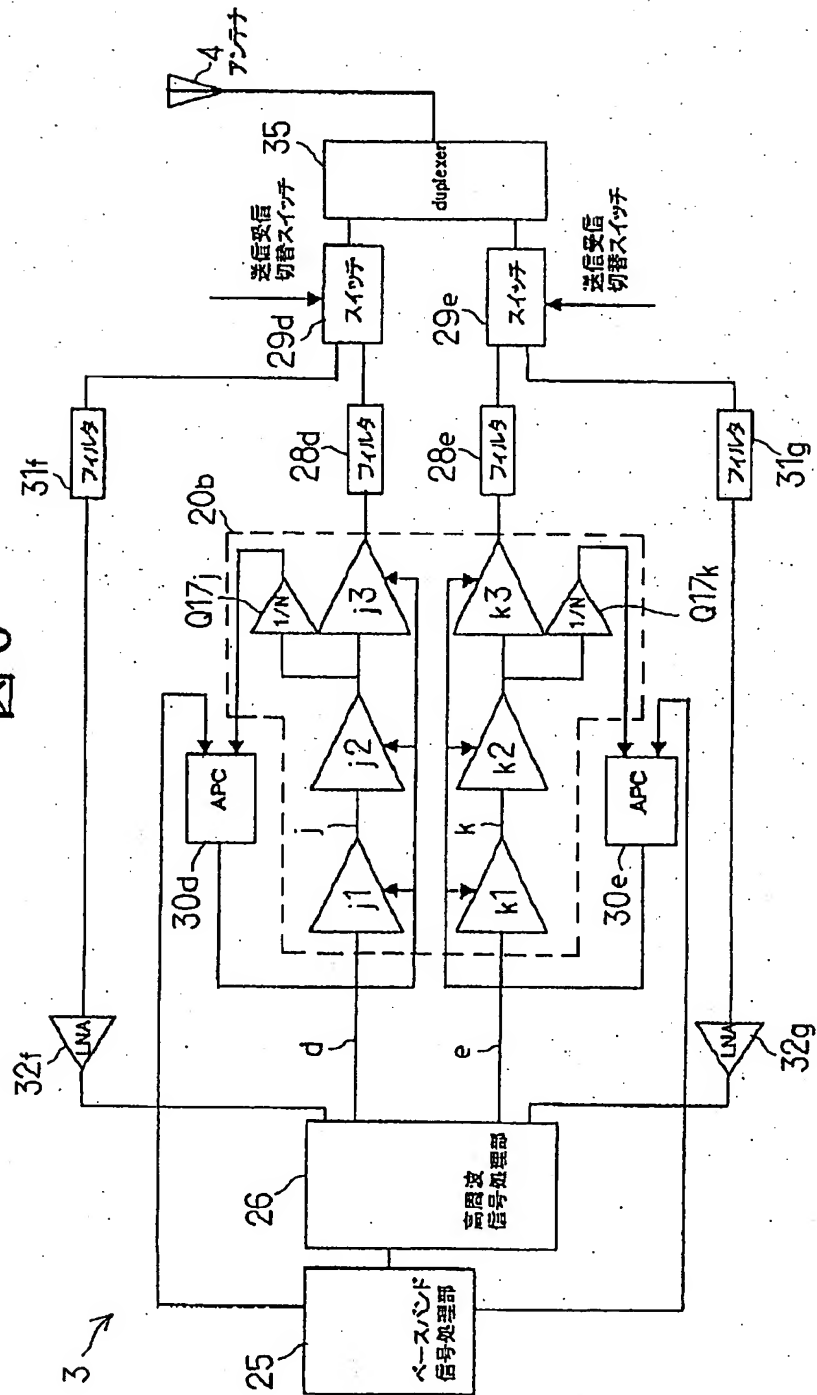


6  
X



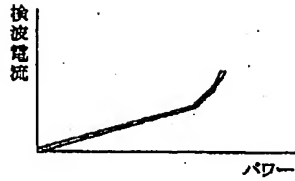
8

✕



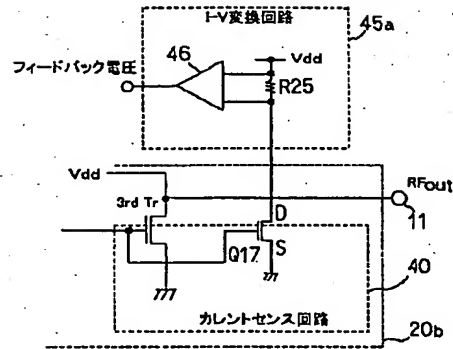
【図14】

図14



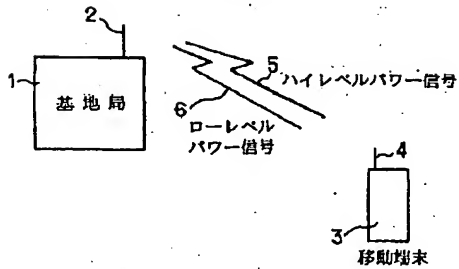
【図16】

図16



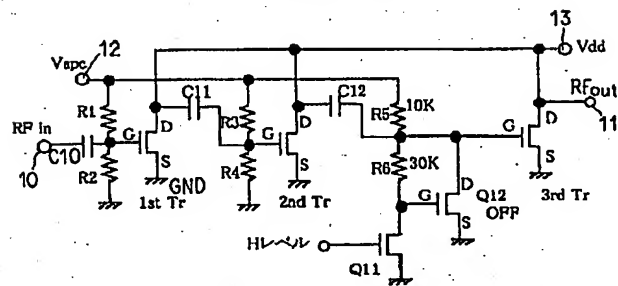
【図17】

図17



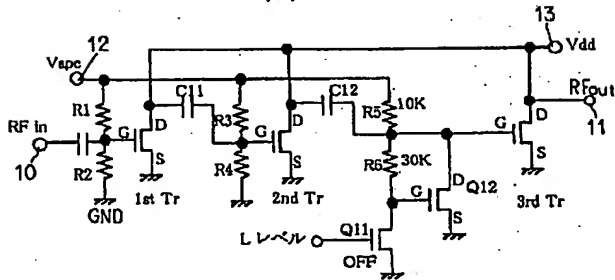
【図18】

図18



【図19】

図19



フロントページの続き

(72)発明者 古屋 富男  
東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株  
式会社日立製作所半導体グループ内

(72)発明者 安達 徹朗  
東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株  
式会社日立製作所半導体グループ内



(72)発明者 赤嶺 均

東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株式会社日立製作所半導体グループ内

(72)発明者 松平 信洋

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町180番地 日立通信システム株式会社内

Fターム(参考) 5J069 AA01 AA41 CA00 CA87 CA92

FA10 HA06 HA10 HA11 HA12

HA24 HA25 HA29 HA32 HA38

KA00 KA02 KA09 KA12 KA27

KA28 KA41 KA55 KA68 MA08

MA21 SA14 TA01 TA02

5J091 AA01 AA41 CA00 CA87 CA92

FA10 HA06 HA10 HA11 HA12

HA24 HA25 HA29 HA32 HA38

KA00 KA02 KA09 KA12 KA27

KA28 KA41 KA55 KA68 MA08

MA21 SA14 TA01 TA02 UW08

5J100 AA02 AA24 BA03 BB02 BC02

CA02 CA05 CA21 DA07 EA02

FA01

5K060 HH06 HH11 JJ02 JJ04 JJ08

JJ16 KK06 LL01 LL25